

Técnica para mejorar la linealidad en arrays activos aprovechando sus propiedades de combinación espacial de potencia

Lorena Cabria

José Ángel García

Antonio Tazón

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
Universidad de Cantabria (ESPAÑA)
e-mail : lorena@dicom.unican.es

Abstract- In this paper, a linearity improving technique for active arrays, based on spatial power combining, is presented. An auxiliary branch is employed to cancel the radiation pattern at the intermodulation distortion (IMD) components in the main beam direction. The need for having a precise amplitude and phase control over the IMD currents in the array auxiliary elements is demonstrated, quantifying the possible degradation suffered in the Carrier to Intermodulation Distortion ratio (CIMD) improvement obtained when this solution is applied. The potentialities of implementing the derivative superposition technique in large-signal regimes in an array are finally proposed.

I. INTRODUCCIÓN

Los modernos sistemas de comunicaciones utilizan modulaciones digitales que permiten asegurar una alta velocidad y fiabilidad en la transmisión de datos. Las distorsiones AM-AM y AM-PM producidas cuando la envolvente compleja de la señal se inyecta al amplificador RF de potencia obligan a imponer estrictos requisitos en cuanto a linealidad a los bloques de RF.

En [1] se describen varias topologías para mejorar la linealidad o la eficiencia, que ofrecen diversos grados de funcionamiento en función de la complejidad de la circuitería. El primer grupo intenta principalmente reducir los niveles de IMD producidos por un amplificador clase B o C, mientras que el segundo esta encaminado a controlar dinámicamente el consumo de potencia en una amplificación clase A. La mayoría de estos métodos requieren una circuitería RF compleja y cara, razón por la cual se esta prestando una especial atención al desarrollo de diseños novedosos, compactos y de bajo coste.

Las técnicas a nivel de dispositivo son un claro ejemplo de los esfuerzos más recientes tanto en la forma de un control preciso de la alimentación o una optimización de la carga para mejorar la linealidad [2], o bien, en la concepción de un nuevo transistor “lineal” añadiendo dispositivos auxiliares de generación de IMD [3]. Una de estas novedosas técnicas es la superposición de derivadas [4] en la que se añade en paralelo al transistor principal un dispositivo auxiliar que trabaja en condiciones de baja ganancia para producir una corriente IMD opuesta a la del principal.

Las técnicas de combinación espacial de potencia en su más amplia concepción, incluyendo los arrays [5], constituyen una prometedora solución para la generación de altos niveles de potencia en aplicaciones de microondas y ondas milimétricas. Este tipo de combinación múltiple de dispositivos permite tanto una mejora de la eficiencia sobre técnicas de circuitos impresos como concentrar la potencia de radiación en un lóbulo que apunta a una dirección deseada. Si se combinan elementos que tienen una distribución de amplitud uniforme, la más usual, las corrientes a la frecuencia fundamental y de IMD están correladas, determinando patrones similares. Sin embargo, en un trabajo reciente [6], se ha presentado la posibilidad de incorrelar estas corrientes mediante la distribución espacial del patrón de distorsión a través del uso de un circuito predistorsionador de segundo orden.

En este artículo, se presenta una técnica para mejorar la linealidad en arrays activos basada en la combinación espacial de potencia. En ella se busca cancelar el patrón de radiación a las componentes de distorsión en la dirección principal. Se emplea un elemento por subarray para generar los valores adecuados de amplitud y fase a las frecuencias de IMD, sin contribuir a la frecuencia deseada. Se ha estudiado la degradación sufrida en la linealidad, tanto en el caso de tener desajuste en la amplitud y fase necesarias en las corrientes IMD, como en el de no conseguir eliminar completamente las componentes fundamentales.

II. ANALISIS DEL PATRÓN DE RADIACIÓN A LAS FRECUENCIAS DE DITORSIÓN EN ARRAYS TRANSMISORES ACTIVOS

El patrón de radiación para un array como el que se presenta en la figura 1, formado por M subarrays de N+1 elementos, se puede calcular con (1)

$$F(\theta) = \sum_{i=0}^{M(N+1)-1} I_i \cdot e^{j(k \cdot d \cdot i \cdot \sin(\theta) - \beta_i)} \quad (1)$$

donde I_i y β_i son respectivamente el peso de amplitud y la fase del elemento i . Para variar el apuntamiento en la dirección θ_0 a la frecuencia fundamental f_0 , β_i debería seguir (2).

$$\beta_i = i \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta_0) \quad (2)$$

Dicho requisito de fase afecta de igual manera a las componentes de distorsión, apuntando su patrón de radiación a la misma dirección. En consecuencia, el ratio portadora a IMD (CIMD) es constante con la elevación.

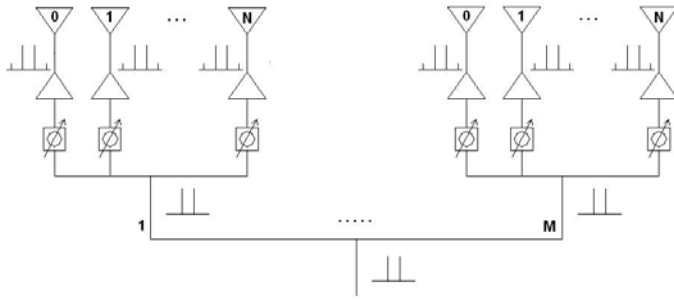


Fig. 1 Configuración tradicional en un array activo

En la arquitectura propuesta, se sustituye el camino de excitación del elemento N por un generador de distorsión (DG) capaz de excitar la antena principalmente con las componentes de distorsión. En la figura 2 se ha representado un esquema del brazo N, en donde se pone de manifiesto la precisión que se requiere en el ajuste de amplitud y fase.

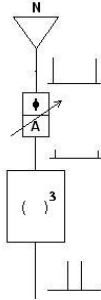


Fig. 2 Generador de distorsión empleado en el brazo auxiliar, camino de excitación del elemento N para cancelar IMD.

Se puede calcular con (3) el patrón de radiación a los productos IMD en la situación propuesta (asumiendo que el elemento N va a satisfacer también (2)):

$$F_3(\theta) = \sum_{i=0}^{N-1} I_3 \cdot e^{j \cdot i \cdot A} + I_{3N} \cdot e^{j \cdot (\phi_{3N})} + \sum_{i=N+1}^{2 \cdot N} I_3 \cdot e^{j \cdot i \cdot A} + I_{3N} \cdot e^{j \cdot (\phi_{3 \cdot 2 \cdot N + 1})} + \dots + \sum_{i=(M-1)(N+1)}^{M \cdot (N+1) - 2} I_3 \cdot e^{j \cdot i \cdot A} + I_{3N} \cdot e^{j \cdot (\phi_{3M \cdot (N+1) - 1})} \quad (3)$$

de donde se puede deducir:

$$F_3(\theta) = I_3 \cdot e^{j \left(\frac{M \cdot (N+1) - 1}{2} \cdot \frac{A}{2} \right)} \cdot \frac{\sin(M \cdot (N+1) \cdot A/2)}{\sin(A/2)} - I_3 \cdot e^{j \left(\frac{N \cdot A}{2} \right)} \cdot e^{j \left(\frac{(M-1)(N+1) \cdot A}{2} \right)} \cdot \frac{\sin(M \cdot (N+1) \cdot A/2)}{\sin((N+1) \cdot A/2)} + I_{3N} \cdot e^{j \left(\frac{N \cdot A}{2} - \beta_{3N} \right)} \cdot e^{j \left(\frac{(M-1)(N+1) \cdot A}{2} \right)} \cdot \frac{\sin(M \cdot (N+1) \cdot A/2)}{\sin((N+1) \cdot A/2)} \quad (4)$$

donde $\phi_{3i} = i \cdot A + \beta_{3N}$, $A = k \cdot d \cdot (\sin(\theta) - \sin(\theta_0))$, y $\beta_{3N} = \beta_{3iN} - i \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta_0)$. I_{3N} y β_{3iN} se usan para denotar la amplitud y fase de la corriente de distorsión. Los valores de excitación

necesarios para anular dicho patrón cuando se apunta a θ_0 se pueden obtener aplicando (5)

$$F_3(\theta_0) = I_3 \cdot M \cdot N + I_{3N} \cdot e^{j(-\beta'_{3N})} \cdot M = 0 \quad (5)$$

Por lo tanto,

$$I_{3N} = N \cdot I_3 \quad (6)$$

$$\beta'_{3N} = \pi \quad (7)$$

y

$$\beta_{3iN} = N \cdot i \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta_0) + \pi \quad (8)$$

Como era previsible, los elementos enésimos deben tener una amplitud igual a la combinación de los N elementos previos y un valor fase capaz de anular el patrón de radiación en los productos de distorsión en θ_0 , es decir, con el signo opuesto necesario y el desfase establecido en (2).

Por otro lado, es necesario considerar la reducción de ganancia a las frecuencias deseadas asociada a esta implementación frente a la situación clásica representada en la figura 1. La diferencia en la dirección principal se puede calcular con (9)

$$\Delta(dB) = 20 \cdot \log((N+1)/N) \quad (9)$$

Si se analizan las ecuaciones (6) y (9) puede verse que se obtiene un mínimo en la degradación para valores altos de N incrementando, sin embargo, en igual medida la dificultad de implementación del brazo auxiliar. Además, para valores bajos de N se degrada el patrón apareciendo lóbulos laterales indeseables ("grating lobes"). Todo ello lleva a tener que adoptar una solución de compromiso.

En la siguiente figura, se presentan los patrones de radiación obtenidos en simulación para una situación concreta ($M=3$, $B=5$ y $\theta_0=30$) en las dos arquitecturas bajo estudio:

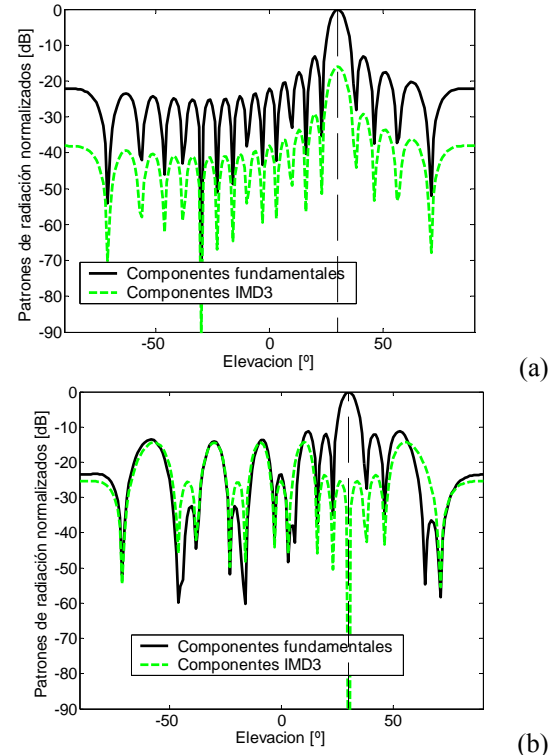


Fig. 3 Patrones de radiación normalizados para $M=3$, $N=5$ y $\theta_0=30$, a) para el array de la figura 1 y b) en caso del caso de tener el brazo auxiliar.

Como puede observarse, en la figura 3a los patrones de radiación tanto a las componentes fundamentales como a las de IMD apuntan en la misma dirección, con una diferencia constante respecto a la elevación. Sin embargo en la figura 3b se puede apreciar un nulo a θ_0 , es decir, un máximo en el ratio CIMD. En este caso, la distorsión de intermodulación generada por cada elemento se redistribuye en otras direcciones donde la figura de mérito C/IMD dejaría de satisfacer los requerimientos de linealidad. Dicha característica podría ser explotada en los sistemas de seguridad. En tales sistemas, se evita tener una recepción apropiada de la señal transmitida en otras direcciones.

III. CUANTIFICANDO LOS ERRORES

En esta sección se va a estudiar la degradación sufrida en la figura CIMD en caso de tener desviaciones en los requisitos de amplitud (6) y fase (8) de la excitación del brazo N. Por otra parte se va a considerar el efecto de disminución que sobre el patrón de radiación a la frecuencia fundamental tengan las posibles portadoras residuales radiadas por el elemento auxiliar

A. Influencia de los errores de amplitud y fase a la frecuencia de distorsión.

Si los elementos enésimos tienen un error en la amplitud de XdB y una desviación de fase de $\Delta\phi$, el nivel del patrón de radiación cuando apunta a θ_0 se puede calcular con (10)

$$F_3(\theta_0) = I_3 \cdot M \cdot N + I'_{3N} \cdot M \cdot e^{j(\pi + \Delta\phi)} = I_3 \cdot M \cdot N \cdot (1 - \kappa \cdot \cos(\Delta\phi) - j \cdot \kappa \cdot \sin(\Delta\phi)) \quad (10)$$

donde I'_{3N} es el nuevo valor de amplitud, la relación entre este valor y el necesario representado por (6) es la siguiente $I'_{3N} = I_{3N} \cdot \kappa = N \cdot I_3 \cdot 10^{x/20}$. Por otro lado, el error en la fase es $\beta_{3N} + \Delta\phi$.

En esta situación, resulta obvio la necesidad de establecer un rango máximo de desviación en los valores de amplitud y fase si se quiere tener una mejora determinada en CIMD. Considerando los errores en las componentes de distorsión:

$$\begin{aligned} CIMD(\theta_0) &= 20 \cdot \log \left(\left| \frac{F(\theta_0)}{F_3(\theta_0)} \right| \right) = \\ &= 20 \cdot \log \left(\left| \frac{I \cdot M \cdot N}{I_3 \cdot M \cdot N \cdot (1 - \kappa \cdot \cos(\Delta\phi) - j \cdot \kappa \cdot \sin(\Delta\phi))} \right| \right) = \\ &= 20 \cdot \log \left(\left| \frac{I}{I_3} \right| \right) + 20 \cdot \log \left(\left| \frac{1}{(1 - \kappa \cdot \cos(\Delta\phi) - j \cdot \kappa \cdot \sin(\Delta\phi))} \right| \right) = \\ &= CIMD_w + \Delta CIMD \end{aligned} \quad (11)$$

donde CIMD_w es el ratio CIMD que se obtiene sin aplicar ninguna técnica de mejora de la linealidad mientras $\Delta CIMD$ es la mejora que se alcanza al aplicar la técnica aquí propuesta. Así, si se desea alcanzar un valor de mejora determinado, $\Delta CIMD_{deseada}$, es posible establecer las desviaciones permitidas de amplitud y fase.

$$20 \cdot \log \left(\left| \frac{1}{(1 - \kappa \cdot \cos(\Delta\phi) - j \cdot \kappa \cdot \sin(\Delta\phi))} \right| \right) \geq \Delta CIMD_{deseada} \quad (12)$$

De donde se deduce:

$$\kappa^2 - 2 \cdot \kappa \cdot \cos(\Delta\phi) + 1 - 10^{\frac{\Delta CIMD_{deseada}}{10}} \leq 0 \quad (13)$$

Resolviendo (13),

$$\begin{aligned} \cos(\Delta\phi) - \sqrt{\cos^2(\Delta\phi) - \left(1 - 10^{\frac{\Delta CIMD_{deseada}}{10}}\right)} &\leq \kappa \leq \\ \cos(\Delta\phi) + \sqrt{\cos^2(\Delta\phi) - \left(1 - 10^{\frac{\Delta CIMD_{deseada}}{10}}\right)} &\end{aligned} \quad (14)$$

A modo de ejemplo para una mejora de 20dB, cuando no se tiene ninguna desviación en la fase requerida, se permite el siguiente rango de desviación en la amplitud, $0.9 \leq \kappa \leq 1.1$ o $-0.91 \text{ dB} \leq X \leq 0.82 \text{ dB}$. Como era de esperar para obtener un máximo en el nivel del CIMD con ajuste perfecto en la fase ($\Delta\phi=0$), de (14) se obtiene $\kappa=1$.

En la figura 4 se ha representado la evolución de la mejora CIMD en función de los errores de amplitud y fase.

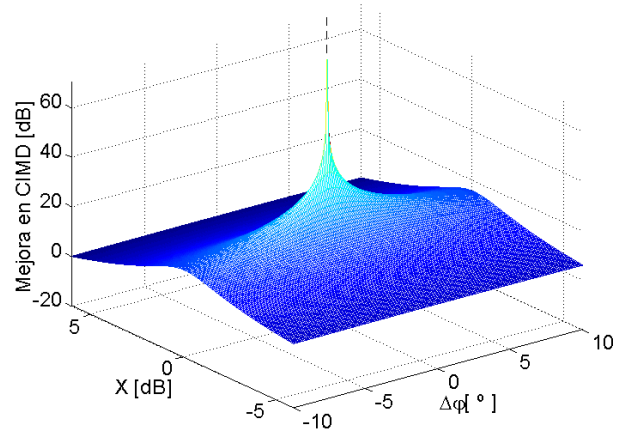


Fig. 4 Mejora en CIMD en función de las desviaciones de amplitud y fase IMD3 respecto al caso ideal.

B. Influencia de las componentes residuales a la frecuencia fundamental.

Además de los posibles errores debidos a las desviaciones en la amplitud y fase a los productos de distorsión es necesario estimar aquellos errores que se produzcan debido a la contribución indeseada de las componentes fundamentales en los brazos enésimos. La incapacidad de eliminar las portadoras completamente hace que dichas componentes residuales sean amplificadas y desfasadas siguiendo las especificaciones (6) y (8), aumentándose la reducción de ganancia expresada con (9).

Si se cumple la condición de fase (8), la diferencia de ganancia en el patrón de radiación a θ_0 respecto al caso tradicional, figura 1, se puede calcular con (15):

$$\Gamma(\text{dB}) = 20 \cdot \log \left(\left| \frac{(N+1) \cdot I \cdot M}{N \cdot I \cdot M - I'_x \cdot M} \right| \right) = \Delta + 20 \cdot \log \left(\left| \frac{1}{1 - I'_x / I \cdot N} \right| \right) \quad (15)$$

donde Δ se obtiene de (9) y I'_x es la componente residual a las frecuencias fundamentales, relacionada con la contribución normal a través de $I'_x = I \cdot 10^{x/20}$. El signo negativo en el denominador se debe al DG, donde a las componentes IMD3 y fundamentales se les aplica el mismo desfase. Del análisis de la expresión (15) se deduce que un

número elevado de elementos por subarray produce una disminución del efecto adverso de las componentes residuales a expensas de complicar la circuitería del brazo auxiliar.

IV. SOLUCIÓN BASADA EN LA TÉCNICA DE LA SUPERPOSICIÓN DE DERIVADAS

Con el valor de fase (8) se consigue que la contribución de los brazos enésimos a los productos de distorsión sea restada al patrón de radiación generado por los otros elementos del subarray en θ_0 . Sin embargo, este mismo efecto resulta indeseado a las componentes fundamentales.

Este problema se resolvería si el signo de los productos de distorsión del elemento auxiliar fuese opuesto al del resto de elementos del subarray, pero sin que se produzca ningún cambio en el signo de las portadoras.

Para un amplificador en configuración fuente común basado en transistores FET la principal contribución a la distorsión viene de la fuente de corriente drenador-fuente. Una caracterización precisa de I_{ds} , en función de la tensión de entrada y sobre la recta de carga, es capaz de proveer buenas predicciones del comportamiento IMD:

$$I_{ds}(V_{in}) = I_{DS}(V_{IN}) + G_1 \cdot v_{in} + G_2 \cdot v_{in}^2 + G_3 \cdot v_{in}^3 + \dots$$

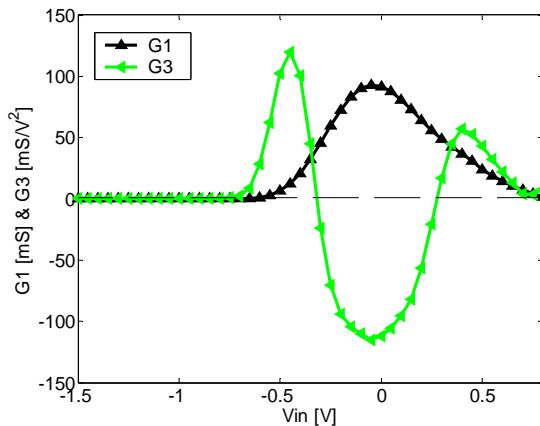


Fig. 5. – G_1 y G_3 medidas para el PHEMT NE3210s01 en $V_{dd}=3$.

Como puede observarse en la fig. 5, alrededor del primer nulo de G_3 (transición por pinch-off) aparecen dos regiones con gran rango de control y signo opuesto. En el caso propuesto, si se trabaja en régimen pequeña señal, los amplificadores del subarray estarían polarizados para obtener máxima ganancia, siendo posible emplear en la rama auxiliar un amplificador de tamaño adecuado polarizado por debajo de pinch-off que cumpla (6). El desfaseador solo sería necesario para conseguir el desfase (2). Así, cualquier contribución a las portadoras de los elementos auxiliares será favorable.

En [3] los autores señalan la posibilidad de emplear la superposición de derivadas en gran señal, seleccionando dos condiciones de polarización diferentes con la misma ganancia y mismo nivel pero signo opuesto de IMD3.

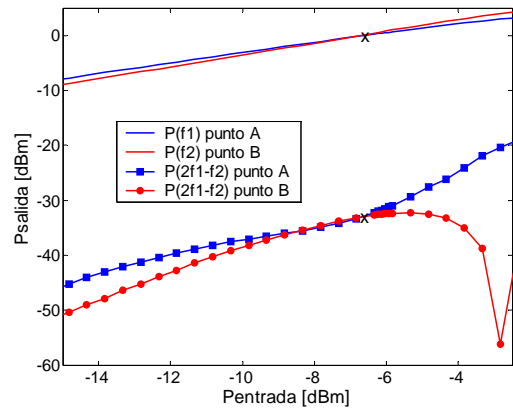


Fig. 6. – Característica P_{salida} vs $P_{entrada}$ para dos puntos distintos de polarización.

Como puede verse los valores de ganancia y de IMD3 coinciden para $P_{entrada} \approx -6.5$ dBm. Para este valor no hay sweet-spot para el punto A (fase 180°) y esta por debajo del mismo para el punto B (fase 0°). Estas características permiten implementar un subarray de dos elementos sin “grating lobes”, generando un patrón de radiación a las portadoras más eficiente y sin ninguna distorsión.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se propone una técnica de mejora de la linealidad basada en la combinación espacial de potencia. Se ha demostrado la viabilidad de emplear un brazo auxiliar en cada array para conseguir cancelar los productos IMD en la dirección principal, procedimiento que permite obtener un máximo en CIMD mientras que la distorsión se distribuye en otras direcciones. Se han contemplado las degradaciones sufridas en la mejora del CIMD en el caso de tener desviaciones respecto a las condiciones establecidas en el DG tanto a los productos de distorsión como a las portadoras.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo está parcialmente subvencionado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (MCyT) a través de TIC 2002-04084-C03-03. Además J. A. García agradece al programa Ramón y Cajal del MCyT. También es fruto de la colaboración entre instituciones europeas dentro de la red de Excelencia, TARGET y de la unidad asociada CSIC(IFA) y el departamento DICOM de la universidad de Cantabria.

REFERENCIAS

- [1] P. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, Artech-House, Norwood, 2000.
- [2] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, Artech-House, Norwood, 2003.
- [3] J. A. García, et al., “Device-level Intermodulation Distortion Control on III-V FET’s”, *Proc. of GaAs Symposium*, pp. 77-79, Munich, Oct. 2003.
- [4] D. R. Webster, J. B. Scott and D. G. Haigh, “Control of circuit distortion by the derivative superposition method”, *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 6, pp. 123-125, Mar. 1996.
- [5] M. DeLisio, and R. York, “Quasi-optical and Spatial Power Combining,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 929-936, March 2002.
- [6] T. Kaho, T. Nakagawa, K. Araki, and K. Horikawa, “Carrier Power to Intermodulation-Distortion Power-Ratio-Increasing Technique in Active Phased-Array Antenna Systems,” *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2987-2994, Dec. 2002.